

СВЧ-УСИЛИТЕЛИ СИГНАЛОВ С АМПЛИТУДНОЙ И ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ ПРИ НЕГАРМОНИЧЕСКИХ ФОРМАХ НЕСУЩИХ НА ВЫХОДАХ

© 2016 г. С.Ф. ГОРГАДЗЕ, А.В. СМИРНОВ

Московский технический университет связи и информатики
e-mail: svetlana-gorgadze@yandex.ru

Повышение эффективности усилителей по показателям выходной мощности и КПД обеспечивается при негармонических формах несущих на выходах их активных элементов (АЭ). Эти формы создаются в основном при выборе схемы ВЧ-нагрузки и режима работы усилителя. Типичным примером являются ключевые усилители классов D и E [1,2]. Но класс D не может использоваться в СВЧ-диапазоне из-за существенного влияния параметров инерционности АЭ на искажения формы выходного сигнала. В усилителе класса E построение выходной ВЧ-схемы позволяет учесть инерционность АЭ, что обеспечивает расширение частотного диапазона использования ключевых усилителей приблизительно до 2 ГГц. Вместе с тем все типы ключевых усилителей не могут применяться для усиления сигналов с амплитудной модуляцией, широко применяющихся в настоящее время с целью повышения эффективности систем связи [5,6]. Это объясняется использованием состояния насыщения АЭ.

Для решения проблемы эффективного усиления сигналов с амплитудной и фазовой модуляцией в СВЧ-диапазоне интерес представляет рассмотрение режимов работы усилителей при негармонических формах несущих на выходах АЭ, использующих лишь активное состояние и отсечку. С целью их классификации будем считать, что положение точки покоя АЭ на плоскости статических характеристик является фиксированным, и не зависит от амплитуды усиливаемого сигнала. Тогда класс усиления (A, AB, B или C) можно определить как режим, в котором задано соответствующее положение этой точки, а на форму несущей не накладывается никаких ограничений. Тогда в классе A при негармонических формах несущих можно выделить режим оптимальной нагрузки [3] и режим максимальных выходной мощности и КПД [1], а в классе B – режим класса F [4] и режим максимальной выходной мощности [1]. Как известно, из всех перечисленных выше режимов лишь класс F сопоставим с классом E по своим характеристикам, но, в отличие от него может использоваться на частотах до 10 ГГц и выше.

Целью работы является анализ характеристик усилителя класса F и анализ общих принципов построения схемы его ВЧ-нагрузки.

Предположим, что ток $i_{\text{вых}}(\omega t)$ и напряжение $e_{\text{вых}}(\omega t)$ на выходе АЭ усилителя имеют вид, показанный на рис. 1. Усилитель работает в классе B, что соответствует синусоидальной форме выходного тока с углом отсечки $\pi/2$. Но, в отличие от классического усилителя класса B, напряжение имеет вид синусоиды с симметричным ограничением по уровню, определяемым углом θ_1 . При исследовании характеристик усилителя рассматривался идеальный (безынерционный) АЭ и идеальные элементы его схемы, что позволяет лучше разобраться в механизмах его работы, а также точнее определить характеристики ВЧ-схемы, необходимой для получения сигналов заданной формы. Вместе с тем, учет характеристик инерционности активного элемента и неидеальности элементов схемы может привести к определенным ограничениям области применения усилителя. Укажем, что для наилучшего согласования АЭ с последующей ВЧ-схемой могут применяться специальные методы ее разработки, например, на основе методов численного моделирования [6].

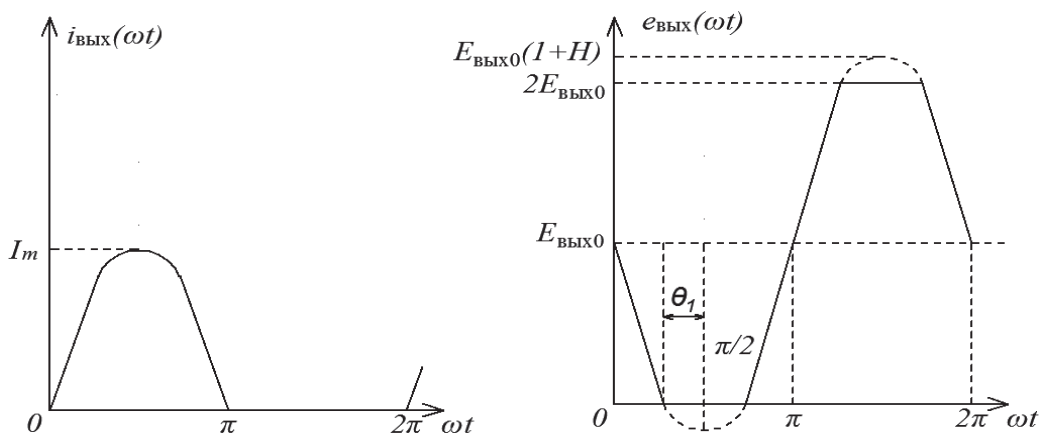


Рис. 1. Формы сигналов выходного тока и напряжения в классе В при ограничении напряжения.

В процессе исследований характеристик усилителей класса F получены следующие результаты, отличные от общеизвестных в части значений параметра полезной выходной мощности:

- зависимость полезной мощности усилителя P_1 , нормированной к мощности усилителя класса А (P_{1A}), от θ_1 описывается выражением:

$$\frac{P_1}{P_{1A}} = \frac{H(\pi - 2\theta_1) - 2 \sin(2\theta_1) + 4 \sin\theta_1}{\pi}, \quad (1)$$

где $H = \frac{1}{\cos\theta_1}$ – отношение амплитуды идеального синусоидального сигнала к его амплитуде после ограничения;

- зависимость КПД по первой гармонике от θ_1 описывается выражением:

$$\eta_1 = \frac{P_1}{P_0} = \frac{H(\pi - 2\theta_1) - 2 \sin(2\theta_1) + 4 \sin\theta_1}{4}. \quad (2)$$

Графики зависимостей $\frac{P_1}{P_{1A}}$ и η_1 от θ_1 приводятся на рис. 2. Из его анализа следует, что при $\theta_1 = 0$, когда напряжение имеет синусоидальную форму, КПД составляет 78,5%, а полезная выходная мощность приблизительно такая же, как и у усилителя класса А, что приблизительно равно и выходной мощности усилителя класса В. При ограничении сигнала напряжения значения η_1 и $\frac{P_1}{P_{1A}}$ возрастают, достигая своих максимумов при $\theta_1 = \frac{\pi}{2}$, что соответствует прямоугольной форме напряжения. При этом КПД равняется теоретически 100%, а P_1 приблизительно в 1,3 раза превышает полезную выходную мощность усилителя класса А, что весьма важно, поскольку высокое значение КПД достигается при высокой выходной мощности, что делает этот режим более предпочтительным, по сравнению с классом С, при котором высокий КПД (теоретически до 100%) достигается при нулевой выходной мощности.

Исследовалась динамика изменения выходной мощности усилителя при изменении θ_1 , когда уровень ограничения выходного напряжения не меняется, а параметр H возрастает. При этом уровень высокочастотного сигнала возбуждения не меняется, но, тем не менее, полезная выходная мощность возрастает. Скорость ее возрастания определим как

$$V_{\frac{P_1}{P_{1A}}} = \frac{\Delta \frac{P_1}{P_{1A}} [\text{дБ}]}{\Delta H [\text{дБ}]}, \quad (3)$$

где $\frac{P_1}{P_{1A}} [\text{дБ}] = 10 \lg \frac{P_1}{P_{1A}}$, $H [\text{дБ}] = 20 \lg H$, а приращение Δ каждой из этих величин, выраженных в дБ, определяется при фиксированном значении H .

Зависимость $V_{\frac{P_1}{P_{1A}}}$ показана на рис. 3, из анализа которого следует, что приращение выходной мощности усилителя быстро уменьшается при увеличении H . Максимальная скорость увеличения выходной мощности будет при $H = 0$ дБ, но даже в этом случае при увеличении H , например, на 0,2 дБ, выходная мощность возрастет приблизительно лишь на 0,1 дБ.

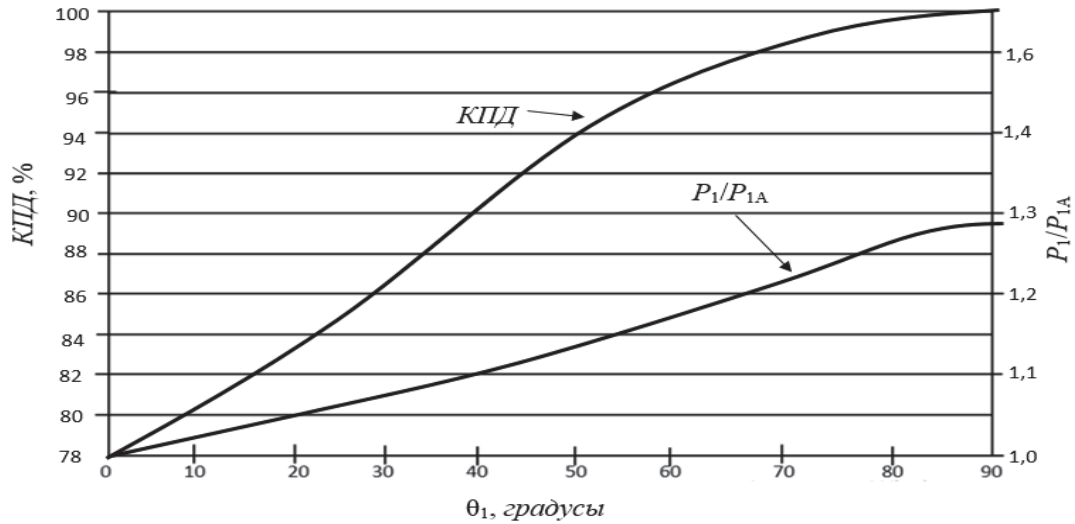


Рис. 2. Зависимости КПД и нормированной выходной мощности от угла θ_1 для усилителя класса F.

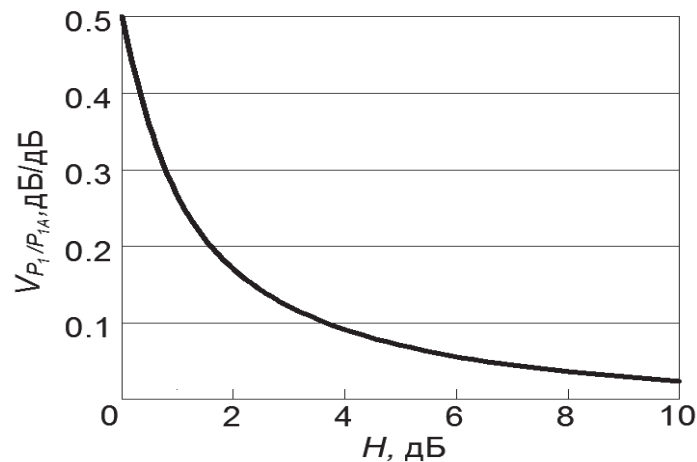


Рис. 3. Скорость увеличения выходной мощности усилителя класса F в зависимости значения параметра H .

Необходимо отметить, что значение параметра $V_{\frac{P_1}{P_{1A}}}$ определяется H . С целью получения более универсальной характеристики рассмотрим параметр «сжатия» коэффициента усиления. Считая, что при фиксированном уровне амплитуды сигнала возбуждения изменение выходной мощности при некотором значении H , отличном от 0 дБ, равняется $\left\{ \frac{P_1}{P_{1A}} - \left[\frac{P_1}{P_{1A}} \right]_{H=0 \text{ дБ}} \right\}$ дБ, по сравнению с мощностью при $H = 0$ дБ, и что в идеальном случае соответствующее изменение выходной мощности составило бы H [дБ], определим искомый параметр «сжатия» как:

$$\gamma_{\text{сж}} = H[\text{дБ}] - \left\{ \frac{P_1}{P_{1A}} - \left[\frac{P_1}{P_{1A}} \right]_{H=0 \text{ дБ}} \right\} \text{дБ}. \quad (4)$$

Зависимость $\gamma_{сж}$ от $\frac{P_1}{P_{1A}}$ [дБ] для усилителя класса F приведена на рис. 4.

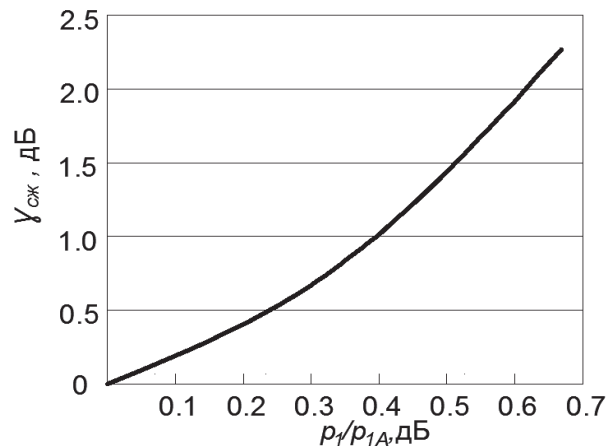


Рис. 4. Параметр «сжатия» коэффициента усиления в режиме класса F в зависимости от нормированной выходной полезной мощности.

Из анализа этого рисунка следует, что при уменьшении $\gamma_{сж}$, например, на 1 дБ выходная мощность усилителя класса F на 0,4 дБ превышает мощность стандартного усилителя класса A при одном и том же уровне амплитуды сигнала возбуждения. То есть параметр P1 дБ, соответствующий полезной выходной мощности усилителя при уменьшении коэффициента его усиления на 1 дБ, равняется приблизительно 0,4 дБ.

Для сопротивления нагрузки обеспечивающего рассматриваемый режим работы усилителя были получены следующие выражения:

- резистивное сопротивление для основной составляющей выходного сигнала:

$$Z_{эКВ1} = \frac{E_{вЫХ0}}{I_{вЫХ0}} \frac{H(\pi - 2\theta_1) - 2 \sin(2\theta_1) + 4 \sin\theta_1}{\pi}, \quad (5)$$

где $E_{вЫХ0}$ и $I_{вЫХ0}$ координаты статической рабочей точки на плоскости выходных статических характеристик АЭ ($E_{вЫХ0}$ равняется напряжению питания $E_{п}$);

- для получения напряжения прямоугольной формы необходимо обеспечить:

$$Z_{эКВ1} = \frac{8E_{вЫХ0}}{\pi I_{вЫХ0}}; \quad (6)$$

- для остальных гармоник:

$$Z_{эКВn} = \begin{cases} \infty & \text{при } n \neq 1 \text{ и для всех нечетных } n, \\ \text{любое значение} & \text{для всех четных } n, \end{cases} \quad (7)$$

поскольку четные гармоники напряжения и все высшие гармоники тока отсутствуют.

Таким образом, для получения сигналов нужной формы выходная высокочастотная схема должна для основной составляющей представлять резистивное сопротивление, которое вычисляется по формуле (5) или (6), для четных гармоник - короткое замыкание, а для нечетных гармоник должна обеспечить холостой ход. На практике для создания сигналов нужной формы достаточно использовать лишь 2-ю и 3-ю гармоники. Более высокие гармоники рассматривать не имеет смысла, так как АЭ как правило не работает на частотах, более чем в 3 раза превышающих рабочую частоту, то есть выше определенной частоты на выходе АЭ не будет очевидно никаких гармоник.

Для создания короткого замыкания на 2-ой гармонике и холостого хода на 3-ей могут использоваться, например, четвертьволновые шлейфы, установленные на соответствующем электрическом расстоянии от АЭ. Кроме того, можно попытаться фиксировать нечетные гармоники напряжения на выходе АЭ. В [2] предлагается это делать с использованием параллельных колебательных контуров, подключенных к выходу АЭ, что позволяет приблизить форму напряжения на выходе АЭ к прямоугольной. Соответствующая схема фиксации 3-ей гармоники показана на рис. 5.

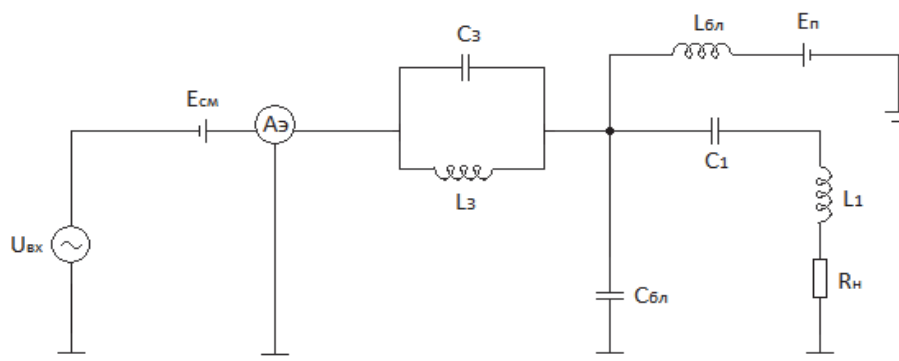


Рис. 5. Схема усилителя класса F.

На этом рисунке $U_{вх}$ – источник входного модулированного сигнала на частоте f_1 . Параллельный колебательный контур L_3C_3 настроен на частоту $f_3 = 3f_1$. Его сопротивление на этой частоте является активным и велико по значению, что позволяет обеспечить выделение третьей гармоники напряжения и подавление третьей гармоники тока. Сопротивление этого контура на частоте первой гармоники мало. Последовательный колебательный контур L_1C_1 настроен на частоту f_1 . Элементы $L_{бл}C_{бл}$ используются для взаимной развязки РЧ-тракта и тракта постоянного тока выходного питания, а также для фильтрации в полосе усилителя. В [2] утверждается, что фиксация только 3-ей гармоники напряжения позволяет на практике повысить КПД приблизительно на 7...10%, по сравнению с КПД усилителя класса В.

Таким образом, при усилении сигналов с постоянной амплитудной огибающей КПД усилителя класса F может приближаться к 88...90%, а выходная мощность приблизительно на 30% превышает максимальную мощность усилителя с гармонической формой выходного напряжения. Кроме того, класс F может использоваться для усиления узкополосных сигналов с амплитудной и фазовой модуляцией, поскольку параметры ВЧ-схемы нагрузки АЭ, обеспечивающие необходимую форму несущего колебания, не зависят от амплитуды сигнала возбуждения, а состояние насыщения АЭ не используется. Причем очевидно возможно использование схем адаптации параметров усилителя, поддерживающих граничный режим в максимально возможном диапазоне изменения амплитуды усиливаемого сигнала, например, автоматической регулировки режима (АРР) [5].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сечи Ф., Буджати М. Мощные твердотельные СВЧ-усилители. – М.: ТЕХНОСФЕРА, 2016. – 416 с.
2. Радиопередающие устройства. / Под ред. В.В. Шахгильдяна. – М.: Связь, 1980. – 328 с.
3. Snider D.M. A Theoretical Analysis and Experimental Confirmation of the Optimally Loaded and Overdriven RF Power Amplifier // IEEE Transaction of Electronic Devices. – Vol. ED14. – № 12. – 1967. – p.p. 851-857.
4. Raab F.H. Class-F Power Amplifiers with Maximally Flat Waveforms // IEEE Transaction on Microwave Theory and Technics. – Vol. 45. – November 1997, p.p. 2007-2012.
5. Смирнов А.В., Горгадзе С.Ф. Потенциальный КПД усилителей сложных композитных сигналов // Электросвязь. – 2016. – № 2. – С. 68-71.
6. Горгадзе С.Ф. Обнаружение-различение адресных сложных сигналов при многостанционном доступе с кодовым разделением с использованием быстрых спектральных преобразований // Радиотехника и электроника. – 2006. – № 4. – С. 428-436.